

L1 적응제어기법을 이용한 틸트로터기의 자세제어

Tiltrotor Attitude Control Using L1 Adaptive Controller

김낙완*, 김병수, 유창선, 강영신

(Nakwan Kim, Byoung-Soo Kim, Chang Sun Yoo, and Young Sin Kang)

Abstract : A design of attitude controller for a tiltrotor is presented augmenting L1 adaptive control, neural networks, and feedback linearization. The neural networks compensate for the modeling error caused by the lack of knowledge of tiltrotor dynamics while the L1 adaptive control allows high adaptation gains in adaptation laws thereby, satisfying tracking performance requirement. The efficacy of this control methodology is illustrated in high-fidelity nonlinear simulation of a tiltrotor by flying the tiltrotor in different flight modes from where the L1 adaptive controller with neural networks is originally designed for.

Keywords : feedback linearization, L1 adaptive control, neural network, tiltrotor

I. 서론

회전익 항공기의 수직이착륙 및 제자리비행과 고정익 항공기의 순항성능을 동시에 보유한 틸트로터기는 기존의 고정익기나 회전익기와 다른 복잡한 비선형 운동특성을 가지고 있다. 즉, 이착륙 및 제자리비행의 회전익모드, 고속순항의 고정익모드와 두 모드 사이의 천이모드를 모두 아우를 수 있는 제어기의 개발이 필수적이다. 이러한 틸트로터기의 회전익모드, 천이모드, 고정익모드 등 다양한 비행모드와 복잡한 비선형운동특성에 적용하는 제어시스템으로 모델링 불확실성을 처리하는 능력을 지닌 적응제어기법이 적합하다. 적응제어기법은 모델링의 불확실성을 선형변수화한 후 시스템 상에서 이용가능한 신호를 사용하여 불확실성을 예측하여 원하는 제어성능을 얻는 기법으로 항공기, 헬리콥터, 유도무기, 로봇, 잠수정[1-5] 등에서 효능을 보이고 있다. 현실적으로 어려운 모델링 불확실성의 선형변수화 조건을 완화하는 방법으로 신경회로망의 도입으로 적응제어기의 활용범위를 크게 확장시켰다.[6,7] 적응제어기를 적용할 때 적응법칙이득 등과 같은 필요한 매개변수를 선택하여야 하는데 이를 위한 체계적인 방법에 대해서는 알려진바 없고 주로 시행착오를 통하여 적응법칙이득을 결정하는 것이 현실이다. 적응법칙 이득이 작으면 적응속도가 느리므로 과도구간 추종성능이 떨어질 수 있고, 신속한 적응을 위해 적응법칙이득을 과하게 증가시킬 경우 고주파의 적응제어신호가 생성되어 시스템의 반응이 진동하거나 모델링되지 않은 동역학이 가진되어 불안정한 결과를 초래할 수도 있다. 따라서 적용가능한 적응법칙이득의 상한치가 존재하고 과도구간의 성능을 만족할만한 수준으로 향상시키지 못하는 경우가 종종 있다. 과도구간의 성능을 향상시키려는 연구 중에서 L1

적응제어로 명명된 [8,9]은 저역필터를 피드백루프 안에 삽입하여, 과도한 적응법칙이득을 사용하여도 고주파의 적응제어신호가 제어입력으로서 시스템 안에 들어가지 않도록 하였다. 이 기법은 매우 큰 값의 적응법칙이득을 사용가능하게 함으로써 적응제어기의 과도구간의 추종성능을 크게 향상시키고, 또한 적응법칙이득을 조율하는데 필요한 시간과 노력을 감소시킬 수 있다. 이 L1 적응제어기법을 피드백선형화와 결합시킬 수 있도록 [10]에서 확장하였다.

본 논문에서는 피드백선형화, L1 적응제어, 신경회로망을 한국항공우주연구원 스마트무인기기술개발사업단에서 개발중인 틸트로터기 40% 모델인 TRS5-40S의 자세제어에 적용하였다. 이 때 모델링 불확실성이 존재하고 이를 신경회로망을 이용한 적응제어기법을 통하여 원하는 제어성능을 얻을 수 있음을 보인다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서 피드백선형화와 L1 적응제어기법의 이론을 설명하고, III 장에서 L1 적응제어기를 틸트로터기의 자세제어에 적용하는 법을 보이고, IV 장에서 틸트로터기 비선형 시뮬레이션을 통하여 적응자세제어기의 효능을 보이고, V 장에서 본 논문의 결론을 제시한다.

II. 피드백선형화와 L1 적응제어기법

본 절에서는 피드백선형화를 통한 L1 적응제어 기법을 다음과 같은 단일입력 단일출력 비선형 정규형식(normal form) 시스템에 적용하는 방법을 기술한다. 본 논문에서 굵은체는 벡터, 보통체 소문자는 스칼라, 보통체 대문자는 행렬을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= f(\mathbf{x}) + bu \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 는 정의구역 $D_x \subset R^n$ 상에서 정의된 시스템의 상태변수, $u \in R$ 는 제어입력, $y \in R$ 는 제어할 변수, b 는 값이 알려진 상수, $f(\mathbf{x})$ 는 미지의 비선형 함수이다. 만약 $f(\mathbf{x})$ 가 부분적으로 알려진 정보가 있어 $\hat{f}(\mathbf{x})$ 으로 모델링되어 있으면 다음과 같이 표현할 수 있다.

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2008. 9. 30., 채택확정 : 2008. 10. 30.

김낙완 : 충남대학교 항공우주공학과 (nkim@cnu.ac.kr)

김병수 : 경상대학교 기계항공공학부 (bskim@gnu.ac.kr)

유창선, 강영신 : 한국항공우주연구원

(csyoo@kari.re.kr/kangys@kari.re.kr)

※ 본 논문은 한국항공우주연구원 기본연구사업에서 지원하여 연구하였음.

$$\dot{x}_n = \hat{f}(x) + \Delta(x) + bu \quad (2)$$

여기서 $\Delta(x) = f(x) - \hat{f}(x)$ 는 모델링 오차이고, $f(x)$ 의 부분적인 모델링이 없는 경우 $\hat{f}(x) = 0$ 이다. 본 논문의 목표는 시스템 내의 모든 신호가 발산하지 않으면서 $y(t)$ 가 주어진 명령신호인 $r(t)$ 를 추종하는 피드백선형화를 이용한 적응제어기를 설계하는 것이다. 식 (2)에서 알려져 있는 부분을 의사제어변수 (pseudo control) v 로 치환하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_n &= v + \Delta(x) \\ v &= \hat{f}(x) + bu \end{aligned} \quad (3)$$

제어입력은 식 (3)의 두 번째 식을 역변환하여

$$u = \frac{1}{b}(v - \hat{f}(x)) \quad (4)$$

이 된다. 적응제어신호가 모델링오차를 상쇄하고 시스템이 안정화되도록 의사제어변수를 다음과 같이 구성한다.

$$v = -\mathbf{k}^T \mathbf{x} + C(s)\{k_r r - v_{ad}\} \quad (5)$$

여기서 \mathbf{k} 는 피드백이득벡터, v_{ad} 는 적응제어신호이고, 저역필터 $C(s)$ 와 명령입력상수 k_r 를 결정하는 방법은 [10]에서 설명되어있다. 식 (5)의 의사제어변수를 식 (3)의 첫 번째 등식에 대입하면 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{x}_n = -\mathbf{k}^T \mathbf{x} + C(s)\{k_r r - v_{ad}\} + \Delta \quad (6)$$

상태변수 \mathbf{x} 가 추종할 기준모델(reference model) 변수 $\hat{\mathbf{x}}$ 을 다음과 같이 선택한다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = -\mathbf{k}^T \hat{\mathbf{x}} + C(s)\{k_r r - v_{ad}\} + v_{ad} \quad (7)$$

저역필터를 사용하지 않는 경우는 $C(s) = 1$ 이고 기준모델이 $\dot{\hat{\mathbf{x}}} = -\mathbf{k}^T \hat{\mathbf{x}} + k_r r$ 이 되므로 상태변수가 추종하여야 할 기준모델의 성능이 피드백이득벡터에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 추종오차벡터를 $\tilde{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ 로 정의하면 추종오차동역학은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_n &= -\mathbf{k}^T \tilde{\mathbf{x}} + v_{ad} - \Delta \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= A\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{b}_n(v_{ad} - \Delta) \\ \tilde{x}_1 &= \mathbf{c}^T \tilde{\mathbf{x}} \end{aligned} \quad (8)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -k_1 - k_2 - k_3 & \cdots & -k_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_n = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{c} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0]^T$$

여기서 피드백이득벡터 $\mathbf{k} = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T$ 는 행렬 A 가 안정(Hurwitz)하고 기준모델이 원하는 성능을 가지도록 선택한다. 그리하면, 임의의 양의 행렬 $Q > 0$ 에 대하여 다음 리아프노프 방정식을 만족하는 양의 행렬 $P > 0$ 가 항상 존재한다.

$$A^T P + PA = -Q \quad (9)$$

식 (8)에서 적응제어신호인 v_{ad} 가 Δ 를 정확히 상쇄한다고 가정하면 추종오차는 지수적 안정성(exponential stability)을 가지므로 적응제어신호를 다음과 같이 정의한다. 따라서 적응제어신호는 모델링 오차 Δ 를 상쇄하도록 다음과 같이 정의한다.

$$v_{ad} = \hat{W}\sigma(\hat{V}^T \boldsymbol{\mu}) \quad (10)$$

여기서 \hat{W}, \hat{V} 는 신경회로망 가중변수이고 v_{ad} 가 Δ 를 정확하게 따라가면 식 (8)은 안정한 추종오차동역학이 되어 정확한 명령추종을 얻게 된다.

신경회로망 가중변수의 적응법칙은 다음과 같은 식을 사용하였다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{W}} &= -\Gamma_W [(\hat{\sigma} - \sigma)' \hat{V}^T \boldsymbol{\mu}] E^T P \mathbf{b} + k_\sigma (\hat{W} - W_0) \\ \dot{\hat{V}} &= -\Gamma_V [\boldsymbol{\mu} E^T P \mathbf{b} \hat{W}^T \hat{\sigma}' + k_\sigma (\hat{V} - V_0)] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 \hat{W}, \hat{V} 는 신경회로망 가중변수, Γ_W, Γ_V 는 적응이득, $\boldsymbol{\mu}$ 는 신경회로망 입력벡터, σ 는 신경회로망 활성화함수, k_σ 는 σ -보정계수, W_0, V_0 는 신경회로망 가중변수의 초기값이다[11]. 본 논문에서 제시한 신경회로망을 이용한 L1 적응제어기법을 그림 1에 도시하였다.

III. 틸트로터기의 적응자세제어기 설계

본 절은 위에서 제시한 제어기법을 틸트로터기의 자세제어에 적용한 과정과 결과이다. 틸트로터기는 각각의 모드에 따라 각 축의 제어수단이 다르다. 회전익모드에서는 종축은 종축 싸이클릭 피치, 횡축은 차동 컬렉티브 피치, 방향축은 차동 종축 싸이클릭 피치를 사용하고, 고정익모드에서는 종축은 승강대, 횡축은 플래러론, 방향축은 차동 컬렉티브 피치를 사용한다. 천이모드에서는 로터축 틸팅각에 따라 회전익모드와 고정익모드를 혼합하여 사용한다. 항공기 내부루프의 자세제어기는 틸트로터기의 자세각인 롤 ϕ , 피치 θ , 요우 ψ 가 원하는 명령(θ_C, ϕ_C, ψ_C) 값을 추종하도록 제어 입력신호인 $\delta_a, \delta_e, \delta_r$ 를 설계한다. 종축과 횡축이 연동하지

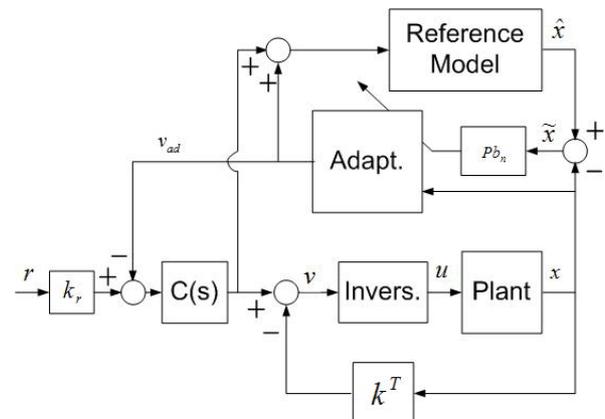


그림 1. 피드백선형화를 이용한 L1 적응제어기법.
Fig. 1. L1 adaptive control using feedback linearization.

않는다고 가정하면 정확한 $\ddot{\theta}$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\ddot{\theta} = \frac{C_m \overline{QSc}}{I_{yy}} \quad (12)$$

$$C_m = C_{m1} + C_{mT1} + C_{m\alpha} \alpha + C_{m\alpha} \alpha + C_{m\delta_c} \delta_c$$

$$+ (C_\mu + C_{mTu}) \frac{u}{U_0} + (C_{m\dot{\alpha}} \dot{\alpha} + C_{m_q} q) \frac{c}{2U_0} \quad (13)$$

$\overline{Q} = \frac{1}{2} \rho U^2$ 는 동압을 나타낸다.

식 (13)에서 모델링 불확실성이 존재하여 $C_{m\delta_c} \delta_c$ 항만 알려져 있고 다른 항은 알려져 있지 않다고 가정한다. 피드백선형화는 (13)에서 알려져 있는 $C_{m\delta_c} \delta_c$ 만을 이용하고 트림항과 공력항은 무시함으로써 다음과 같은 피치 채널의 모델링 오차를 발생한다.

$$\Delta_\theta = \ddot{\theta} - \hat{\ddot{\theta}}$$

$$= \frac{Sc}{I_{yy}} [C_m \overline{Q} - C_{m\delta_c} \delta_c \overline{Q}_0] \quad (14)$$

이 때 $C_{m\delta_c} \delta_c$ 의 정확한 값은 제어기 설계의 필요조건은 아니며, $C_{m\delta_c} \delta_c$ 의 부정확한 값을 사용했을 경우, 식 (14)의 모델링 오차에는 변화가 있지만 적응제어신호가 상쇄할 것이므로 적응제어기 설계에는 아무런 변화가 없다. 롤 채널과 요 채널의 모델링 오차인 Δ_ϕ , Δ_ψ 도 같은 방식으로 구할 수 있다. 오일러각 이차미분의 근사 모델을 의사제어로 치환하면 오일러각 이차미분은 다음과 같다.

$$\ddot{\phi} = \hat{\ddot{\phi}} + \Delta_\phi = v_\phi + \Delta_\phi$$

$$\ddot{\theta} = \hat{\ddot{\theta}} + \Delta_\theta = v_\theta + \Delta_\theta$$

$$\ddot{\psi} = \hat{\ddot{\psi}} + \Delta_\psi = v_\psi + \Delta_\psi \quad (15)$$

피드백선형화에 이용될 오일러각 이차미분의 근사모델은 다음과 같다.

$$\hat{\ddot{\phi}} = \frac{C_{\delta_a} \overline{Q}_0 Sb}{I_{xx}} \delta_a$$

$$\hat{\ddot{\theta}} = \frac{C_{m\delta_c} \overline{Q}_0 Sc}{I_{yy}} \delta_c$$

$$\hat{\ddot{\psi}} = \frac{C_{n\delta_r} \overline{Q}_0 Sb}{I_{zz}} \delta_r \quad (16)$$

여기서 $\overline{Q}_0 = \frac{1}{2} \rho U_0^2$ 는 트림상태의 동압을 나타낸다. [12]에서 사용한 기존의 방법은 $\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi}$ 에 해당하는 의사제어를 $\dot{P}, \dot{Q}, \dot{R}$ 으로 변환한 후 DMI을 통해 각 채널의 조종입력인 $\delta_a, \delta_c, \delta_r$ 을 계산하였다. 본 논문에서 제안된 방식은 $\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi}$ 을 $\dot{P}, \dot{Q}, \dot{R}$ 으로 변환하는 과정이 없이 $\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi}$ 에서 바로 $\delta_a, \delta_c, \delta_r$ 을 구하도록 하여 조종입력 계산 과정을 간단히 하였다. 이 때 추가로 발생하는 모델링 오차는 각각의 Δ 에 포함되어 신경회로망이 해결할 것이다.

역변환식은 (16)에서 바로 유도된다.

$$\delta_a = \frac{I_{xx}}{C_{\delta_a} \overline{Q}_0 Sb} v_\phi$$

$$\delta_c = \frac{I_{yy}}{C_{m\delta_c} \overline{Q}_0 Sc} v_\theta$$

$$\delta_r = \frac{I_{zz}}{C_{n\delta_r} \overline{Q}_0 Sb} v_\psi \quad (17)$$

의사제어입력인 v_ϕ, v_θ, v_ψ 은 다음과 같이 정의한다.

$$v_\phi = -g_1 \phi - g_2 \dot{\phi} + C(s)(g_1 \phi_c - v_{ad_\phi})$$

$$v_\theta = -g_3 \theta - g_4 \dot{\theta} + C(s)(g_3 \theta_c - v_{ad_\theta})$$

$$v_\psi = -g_5 \psi - g_6 \dot{\psi} + C(s)(g_5 \psi_c - v_{ad_\psi}) \quad (18)$$

ϕ_c, θ_c, ψ_c 는 각각 롤, 피치, 요 채널의 기준모델 출력을 나타내고, $C(s)$ 는 저역필터이다. $v_{ad_\phi}, v_{ad_\theta}, v_{ad_\psi}$ 은 $\Delta_\phi, \Delta_\theta, \Delta_\psi$ 을 상쇄하도록 설계된 신경회로망 적응제어 신호이다. 피드백 이득 g_1, \dots, g_6 는 페루프 주파수 w_n 와 감쇠비 ζ 를 갖도록 아래와 같이 선택된다.

$$g_1 = g_3 = g_5 = w_n^2, \quad g_2 = g_4 = g_6 = 2\zeta w_n \quad (19)$$

틸트로터기의 자세각이 추종해야 할 기준모델은 다음과 같이 선택한다.

$$\ddot{\phi} = -g_1 \hat{\phi} - g_2 \dot{\hat{\phi}} + C(s)(g_1 \phi_c - v_{ad_\phi}) + v_{ad_\phi}$$

$$\ddot{\theta} = -g_3 \hat{\theta} - g_4 \dot{\hat{\theta}} + C(s)(g_3 \theta_c - v_{ad_\theta}) + v_{ad_\theta}$$

$$\ddot{\psi} = -g_5 \hat{\psi} - g_6 \dot{\hat{\psi}} + C(s)(g_5 \psi_c - v_{ad_\psi}) + v_{ad_\psi}$$

의사제어입력을 오일러각 식에 대입하고 추종오차를 다음과 같이 정의하면 $\tilde{\phi} = \phi_c - \phi, \tilde{\theta} = \theta_c - \theta, \tilde{\psi} = \psi_c - \psi$, 추종오차 방정식은 아래와 같이 표현된다.

$$\ddot{\tilde{\phi}} = -g_1 \tilde{\phi} - g_2 \dot{\tilde{\phi}} + v_{ad_\phi} - \Delta_\phi$$

$$\ddot{\tilde{\theta}} = -g_3 \tilde{\theta} - g_4 \dot{\tilde{\theta}} + v_{ad_\theta} - \Delta_\theta$$

$$\ddot{\tilde{\psi}} = -g_5 \tilde{\psi} - g_6 \dot{\tilde{\psi}} + v_{ad_\psi} - \Delta_\psi \quad (20)$$

각각의 v_{ad} 가 Δ 를 상쇄한다면, (20)은 지수적으로 안정한 오차방정식이 되므로 오일러각의 정확한 추종성능을 얻을 수 있다. 신경회로망 적응제어에서 결정할 파라미터는 비례이득(K_P)에 해당하는 g_1, g_3, g_5 의 값과 미분이득(K_D)에 해당하는 g_2, g_4, g_6 과 신경회로망 가중치 적용이득인 Γ_W, Γ_V 이다. 이를 피치 채널의 예를 들면 다음과 같다.

$$\ddot{\tilde{\theta}} + K_D \dot{\tilde{\theta}} + K_P \tilde{\theta} = v_{ad_\theta} - \Delta_\theta \quad (21)$$

이 오차방정식에서 v_{ad} 가 Δ 를 상쇄한다고 가정하고 오차방정식의 설계 고유주파수와 감쇠율에 따라 $K_P = 2\zeta w_n, K_D = w_n^2$ 의 값을 결정한다. 이를 상태변수 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{\theta}} \\ \tilde{\theta} \end{bmatrix} &= A \begin{bmatrix} \tilde{\theta} \\ \dot{\tilde{\theta}} \end{bmatrix} + b(v_{ad_0} - \Delta_{\theta}) \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K_P & -K_D \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

$E = [\tilde{\theta} \ \dot{\tilde{\theta}}]^T$ 라 정의하고 신경회로망의 학습신호인 $E^T P b$ 의 계산에 사용되는 P 는 아래와 같은 리아프노프 방정식을 통해 구한다.

$$A^T P + P A = -I \quad (23)$$

행렬 A 가 안정하기 때문에 위 방정식의 해 P 는 유일하게 존재한다.

IV. 수치 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 L1 적응제어기법을 한국항공우주연구원 스마트무인기기술개발사업단에서 개발 중인 스마트무인기의 40% 비선형모델의 자세제어에 적용하였다. 이 때 제어이득은,

$g_1 = 25, g_2 = 10, g_3 = 25, g_4 = 10, g_5 = 9, g_6 = 6$ 을 사용하였다. 식 (18)의 의사제어입력은 피치축일 경우

$$v = -25\theta - 10\dot{\theta} + \left(\frac{s}{s+30}\right)(25\theta_{cmd} - v_{ad})$$
가 된다.

저역필터는 $C(s) = \frac{30}{s+30}$, 신경회로망의 적응법칙이득은 $\Gamma_W=1000, \Gamma_V=10, k_{\sigma}=0.1$ 을 사용하였다. 제어기 설계조건과 비행조건을 달리하여 틸트로터 모델링의 불확실성을 신경회로망이 보상함을 보였다. 고도 0m, 속도 20km/h, 틸트 90도의 호버링상태에서 설계된 피드백선형화 제어기와 신경회로망 제어기를 고도 110m, 속도 250km/h, 틸트 0도의 고정익기 순항비행조건에서 3축 자세제어에 적용한 결과를 그림 2, 3, 4에, 고도 0m, 속도 20km/h, 틸트 90도의 천이모드 비행의 3축 자세제어에 적용한 결과를 그림 5, 6, 7에 나타냈다. 피치축과 롤축의 자세명령으로 5도의 진폭과 1rad/sec의 주파수를 사용하였고, 요축은 균형선위를 위한 요각을 생성하여 자세명령으로 사용하였다. 그림 2는 롤, 피치, 요축에 대한 자세각 명령과 시간반응을, 그림 3에는 그림 2의 시간반응을 발생시키는 피치, 롤, 요축의 제어입력을, 그림 4는 모델링 오차와 그를 상쇄시키는 신경회로망 신호를 나타냈다. 그림 5, 6, 7은 천이모드에 대하여 그림 2, 3, 4를 반복한 시뮬레이션 결과이다. 일반적으로 적응법칙이득으로 큰 값을 사용하였을 때 고주파의 적응제어신호로 인하여 제어시스템의 성능이 악화되지만, 본 논문에서는 저역필터 $C(s)$ 를 사용하는 L1 적응제어기법으로 비교적 큰 값의 적응법칙이득에도 불구하고 원하는 추종성능을 얻을 수 있었다.

V. 결론

틸트로터기에 신경회로망을 이용한 L1 적응제어기를 적용하여 자세제어기를 설계하였다. 이를 회전익 모드에서 설계된 제어기를 고정익 모드와 천이 모드에서 비행하여 원하는 추종제어성능을 획득함으로써 적응제어기의 효능을 보였다. 이는 제어기 설계시 상당한 모델링 오차가 존재하

여도 적응제어기가 성능을 발휘할 수 있음을 뜻한다. 특히 L1 적응제어기법을 이용하여 큰 값의 적응이득을 사용할 수 있었고, 이는 적응이득 선정에 필요한 노력과 시간을 줄이는 효과가 있다.

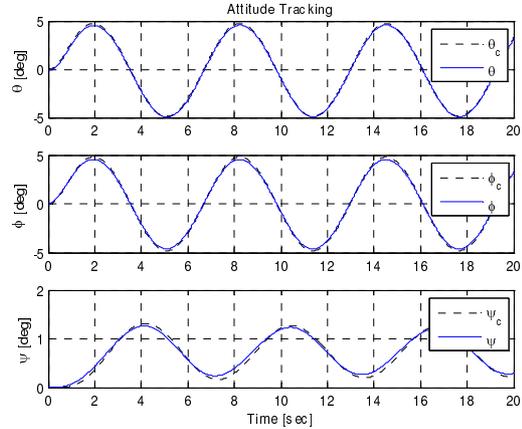


그림 2. 고정익모드 자세제어 시간반응.

Fig. 2. Attitude response in fixed-wing mode.

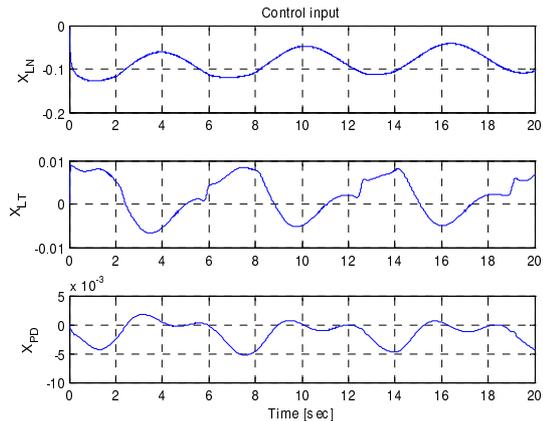


그림 3. 고정익모드 제어입력.

Fig. 3. Control input in fixed-wing mode.

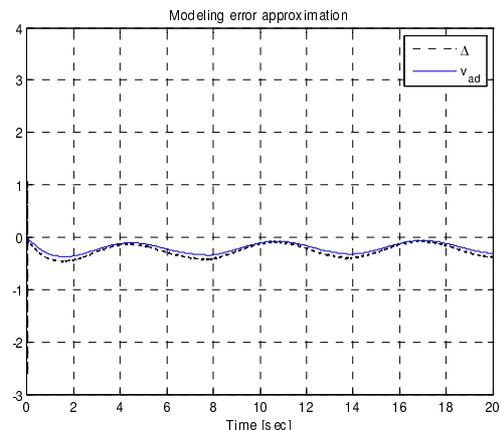


그림 4. 고정익모드 모델링 에러와 신경회로망 신호.

Fig. 4. Modeling error vs NN signal in fixed-wing mode.

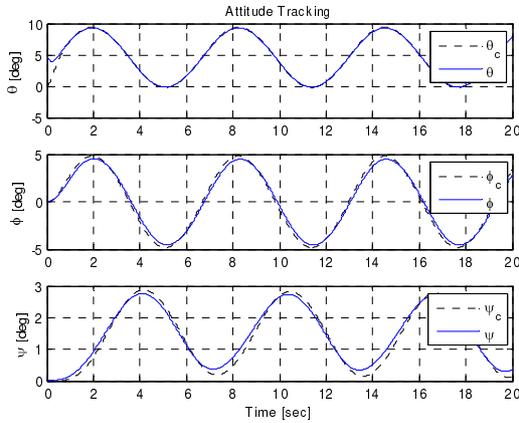


그림 5. 천이모드 자세제어 시간반응.
Fig. 5. Attitude response in conversion mode.

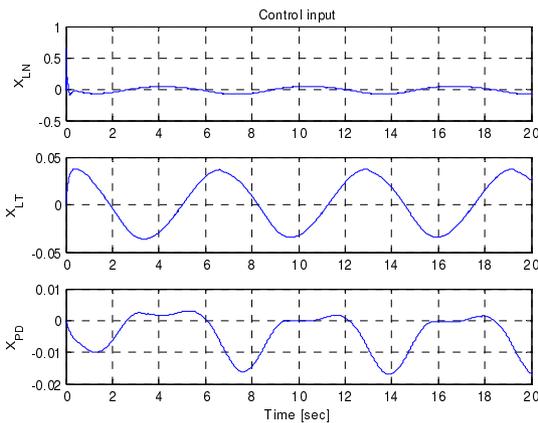


그림 6. 천이모드 제어입력.
Fig. 6. Control input in conversion mode.

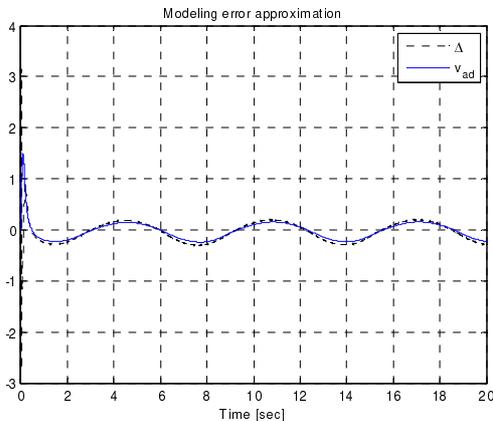


그림 7. 천이모드 모델링 에러와 신경회로망 신호.
Fig. 7. Modeling error vs NN signal in conversion mode.

참고문헌

[1] 김기석, 이금진, 김유단, “직접 적응기법을 이용한 모델추종 재형상 비행제어시스템 설계,” 제어 · 자동화 · 시스템공학논문지, 9권 4호, pp. 320-328, 2003.
[2] 왕현민, 허경무, 우광준, “개선된 신경망을 이용한 헬리콥터 고도 제어기 설계,” 제어·자동화·시스템공학 논문지, 7권 3호, pp.229-237, 2001.

[3] 최진영, 좌동경, 송찬호, “매개변수화 어파인 모델에 기반한 꼬리날개제어 유도탄의 적응제어,” 제어 · 자동화 · 시스템공학논문지, 9권, 7호, pp. 547-555, 2003.
[4] 김승수, 서우석, 양순용, 이병룡, 안경관, “적응제어 및 시스템 규명을 이용한 Field Robot의 궤적 제어,” 제어 · 자동화 · 시스템공학논문지, 8권, 9호, pp. 728-735, 2002.
[5] 이계홍, 이판목, 이상정, “신경회로망을 이용한 자율무인잠수정의 적응제어,” 제어 · 자동화 · 시스템공학논문지, 8권, 12호, pp. 1023-1030, 2002.
[6] A. Yesildirek and F. Lewis, “Feedback Linearization using Neural Networks,” *Automatica*, vol. 31, no. 11, pp. 1659-1664, 1995.
[7] F. Lewis, A. Yesildirek, and K. Liu, “Multilayer Neural-Net Robot Controller with Guaranteed Tracking Performance,” *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 7, no. 2, pp. 388-399, 1996.
[8] C. Cao and N. Hovakimyan, “Design and analysis of a novel L1 adaptive controller, Part I: Control signal and asymptotic stability,” *American Control Conference*, 2006.
[9] C. Cao and N. Hovakimyan, “Design and analysis of a novel L1 adaptive controller, Part II: Guaranteed transient performance,” *American Control Conference*, 2006.
[10] 김낙완, 유창선, 강영신, “피드백 선형화를 이용한 L1 적응제어기법 연구,” 한국항공우주학회지, 36권, 6호, pp. 558-564, 2008.
[11] N. Kim, A. Calise, N. Hovakimyan, J. Prasad, and J. Corban, “Adaptive Output Feedback for High-Bandwidth Flight Control,” *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 25, no. 6, pp. 993-1002, 2002.
[12] 한광호, 김부민, 김병수, “신경회로망을 이용한 틸트로터 항공기 SCAS 설계,” 제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지, 11권, 3호, pp. 233-239, 2005.

김 낙 완



1995년 서울대학교 항공우주공학과 졸업. 2000년 Georgia Tech 항공우주공학 석사. 2003년 Georgia Tech 항공우주공학 박사. 2005년~현재 충남대학교 항공우주선박해양공학부 조교수. 관심분야는 신경회로망 적응제어, 비행제어, 비행동역학, 비행시뮬레이션.

김 병 수



1982년 서울대 항공공학과(공학사). 1984년 동 대학원(공학석사). 1994년 Georgia Institute of Technology(공학박사) 1994년~2000년 국방과학연구소 선임연구원. 2000년~현재 경상대학교 부교수. 연구 관심분야는 비행제어, 신경회로망 기반 적응제어.



유 창 선

1987년 한국항공대학교 기계공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 항공우주공학 석사. 2003년 충남대학교 전자공학과 박사. 1991년~현재 한국항공우주연구원 스마트무인기사업단. 관심분야는 비행시뮬레이션, 비행제어시스템,

관성 및 위성항법, 조종장치.



강 영 신

1992년 인하대학교 항공우주공학과 학사. 1994년 서울대학교 항공우주공학 석사. 1994년~2004년 한국항공우주산업(주) T-50 비행제어팀. 2004년~현재 한국항공우주연구원 스마트무인기기술개발사업단 선임연구원. 관심분야는

유인 및 무인기 비행제어, 제어법칙설계, 비행동역학, 비행시뮬레이션.